

# BEST AVAILABLE COPY

PAT-NO: JP356090264A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 56090264 A

TITLE: MEASURING DEVICE OF BRIDGE

PUBN-DATE: July 22, 1981

## INVENTOR-INFORMATION:

NAME  
SAKAI, YOZO

## ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
NIPPON DENKI SANEI KK	N/A

APPL-NO: JP54167961

APPL-DATE: December 24, 1979

INT-CL (IPC): G01R027/02, G01R017/10

US-CL-CURRENT: 324/98

## ABSTRACT:

PURPOSE: Tounnecessitate initial adjustment of balance by detecting the imaginary-number component signal of each voltage generated between each measuring end of the bridge and reference potential and by making the signal fed back negatively to the measuring end to eliminate the influence of unbalanced capacity.

CONSTITUTION: The resistance bridge is formed by resistances  $R_1 \sim R_4$  and capacities  $C_1 \sim C_4$  exist in parallel to these resistances. In a net of four terminals composed of points A, B, C and M, the imaginary-number component of the voltage  $E_1$  at the point B is detected by an imaginary-number part detector  $I_1$ , the output voltage  $E_1'$  thereof is amplified by an error amplifier  $a_2$ , further by the output voltage  $E_1''$  of the amplifier is controlled the output voltage  $E_1'''$  of an amplitude controller  $f_1$  and the voltage  $E_1'''$  is fed back to one end B of the bridge through the intermediary of a capacity  $CM$ . By providing a negative feedback loop in such a constitution, the existence of the capacity is eliminated even when the unbalanced capacity exists at each side of the bridge in parallel with the resistance, whereby the initial adjustment of balance can beunnecessitated.

COPYRIGHT: (C)1981,JPO&Japio

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭56—90264

⑩ Int. Cl.<sup>3</sup>  
G 01 R 27/02  
17/10

識別記号  
厅内整理番号  
7145-2G  
7145-2G

⑬ 公開 昭和56年(1981)7月22日  
発明の数 1  
審査請求 有

(全 5 頁)

④ ブリッジ測定装置

② 特願 昭54—167961  
② 出願 昭54(1979)12月24日  
⑦ 発明者 坂入洋三

東京都足立区足立2-16-15  
① 出願人 三栄測器株式会社  
東京都新宿区大久保一丁目12番  
1号  
④ 代理人 弁理士 伊藤貞 外2名

明細書

発明の名称 ブリッジ測定装置

特許請求の範囲

インピーダンス素子を有するアーム、正弦搬送波電源を接続する1対のブリッジ電源端及び1対の測定端を有するブリッジ測定装置において、上記の各測定端と基準電位との間に生じる各電圧の虚数成分信号を検出する1対の虚数検出器と、上記の各虚数成分信号によつて上記搬送波電源と同位相の正弦波交流の振幅が制御された調差信号を生じる1対の振幅制御器と、上記の各調差信号を1対のリアクタンス素子を介して上記の各測定端に上記の各虚数成分信号を打ち消すような方向で帰還させる1対の帰還手段とを設け、上記測定端間に生じる出力電圧から不平衡容量による誤差成分を除去するようにしたブリッジ測定装置。

発明の詳細な説明

本発明は、ブリッジを利用してインピーダンスを測定するブリッジ測定装置、特にブリッジ電源を正弦搬送波とするブリッジを用いる搬送波式登

測定器に好適なブリッジ測定装置に関する。

従来、かかるブリッジ測定装置において初期のブリッジ部のバランス調整をするのに、手動式と自動調整式の2つの方法がある。手動式においては、抵抗と容量の不平衡分を多回転型のボテンショメータで交互に調整しなければならず、この操作は、熟練と時間を要し非常に手間のかかる作業である。また、初期バランス調整後に測定ブリッジに容量不平衡分が発生した場合、それにより発生する誤差に対して補正は全く行なわれず、場合によってはかなりの誤差になることがあつた。

また、自動調整式においては、面倒な初期のバランス調整は不要であるが、従来の方式だと、測定ブリッジの出力電圧に不平衡容量の開数となるような誤差が発生し、本来の抵抗の変動分に加算されるので、完全に不平衡容量の影響を打ち消すことができなかつた。更に、従来の自動調整式のなかにサーボモータを用いて初期バランス調整を行なうものもあるが、測定中の容量不平衡分まで補正することは不可能であつた。

(1)

(2)

本発明は、上記の実情にかんがみ、測定ブリッジの出力電圧として不平衡容量による誤差成分を全く発生せず、不平衡容量の存在とは無関係に本来測定すべき抵抗の変動分だけを測定しうる自動調整式ブリッジ測定装置を提供しようとするものである。本発明においては、純電気的にバランス調整を行ない、機械的なモータ機構は用いないので、小型・軽量化が可能である。以下、図面を用いて本発明を具体的に説明する。

第1図は、本発明の原理を説明するための回路図である。今、図のように、点AB間に抵抗 $R_1$ と容量 $C_1$ を、点BC間に抵抗 $R_2$ 、容量 $C_2$ をそれぞれ並列接続し、点MB間に容量 $C_M$ を接続した4端子網における点Bの電位 $E_1$ を考えることにする。点AC間に、角周波数が $\omega$ 、振幅がそれぞれ $E/2$ 、 $-E/2$ の出力インピーダンスがほぼ0と見なせるような正弦波を発生する1対の搬送波発振器 $e_1$ 、 $e_2$ を図示のように接続する。点Mには、出力インピーダンスがほぼ0と見なせるような振幅制御器 $f$ を接続する。 $I$ は、虚数部検出器で緩衝増幅器

(3)

$$+j \frac{(R_1^{-1} + R_2^{-1})(C_1 - C_2 + 2\alpha C_M) - (R_1^{-1} - R_2^{-1})(C_1 + C_2 + C_M)}{(R_1^{-1} + R_2^{-1})^2 + (C_1 + C_2 + C_M)^2 \omega^2} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots (4)$$

この電位 $E_1$ のうち虚数部の振幅に相当する虚数成分信号を検出するのが虚数部検出器 $I$ である。虚数部検出器 $I$ の緩衝増幅器 $a_1$ は、入力インピーダンスがほぼ無限大のもので、虚数部検出器 $I$ を点Bに接続する際その影響を点Bに与えないためのものである。矩形波発生器 $b$ は、アナログ・スイッチ $g$ のゲートを開閉するのに必要な矩形波パルスを発生するためのもので、例えば搬送波発振器 $e_1$ より点Aに供給される正弦波の位相から $90^\circ$ 進んだ位相でゲートを開かせるようなパルスを発生させる。アナログ・スイッチ $g$ は、緩衝増幅器 $a_1$ の出力を矩形波発生器 $b$ によって作られる矩形波パルスのタイミングによつて同期検波するものである。そのタイミングを第3図a、bに示す。第3図aは振幅が $E/2$ の搬送波を示し、同図bはアナログ・スイッチ $g$ を開くための矩形波パルス(高レベルでゲートが開く。)を示す。ローパス

(5)

$a_1$ 、矩形波発生器 $b$ 、ローパス・フィルタ $d$ 、アナログ・スイッチ $g$ を有する。 $a_2$ は誤差増幅器、 $E_1'$ 、 $E_1''$ は図示の各点における基準電位点(アース)からの電位を示す。振幅制御器 $f$ は、搬送波発振器 $e_1$ 、 $e_2$ が発生する正弦波交流電圧と同位相の電圧振幅 $E$ を誤差増幅器 $a_2$ の出力電圧 $E_1''$ により直線的に変化させるものである。

今、点Mにおける電位の振幅 $E_1''$ を次の式で表わるものとする。

$$E_1'' = \alpha E \quad (\alpha \text{は実数の変数}) \quad \dots \dots (1)$$

$$= (\beta E_1') E \quad (\beta \text{は正の比例定数}) \quad \dots \dots (2)$$

虚数部検出器 $I$ 、誤差増幅器 $a_2$ は、それぞれ入力インピーダンスがほぼ無限大、出力インピーダンスがほぼ0のものとする。以上の条件で点Bの電位 $E_1$ を計算すると、次のようになる。

$$E_1 = \frac{R_1^{-1} - R_2^{-1} + j(C_1 - C_2 + 2\alpha C_M)\omega}{R_1^{-1} + R_2^{-1} + j(C_1 + C_2 + C_M)\omega} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots (3)$$

$$= \left\{ \frac{(R_1^{-1} - R_2^{-1}) + (C_1 + C_2 + C_M)(C_1 - C_2 + 2\alpha C_M)\omega^2}{(R_1^{-1} + R_2^{-1})^2 + (C_1 + C_2 + C_M)^2 \omega^2} \right\} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots (4)$$

フィルタ $d$ は、上記アナログ・スイッチ $g$ で同期検波された波形から高周波分を除去し、 $E_1$ の虚数成分信号を出力するものである(第3図c、d、eの後述説明参照)。

虚数部検出器 $I$ の検出出力電圧を $E_1'$ とすると、これは、以下の説明から判るように不平衡容量による誤差成分であるが、結局(4)式に示す $E_1$ の虚数部の振幅にはほぼ相当する直流に近い電圧である。すなわち、電圧 $E_1'$ は、(4)式より次の式で示される。

$$E_1' = \left\{ \frac{(R_1^{-1} + R_2^{-1})(C_1 - C_2 + 2\alpha C_M) - (R_1^{-1} - R_2^{-1})(C_1 + C_2 + C_M)}{(R_1^{-1} + R_2^{-1})^2 + (C_1 + C_2 + C_M)^2 \omega^2} \right\} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots (5)$$

第1図において、誤差増幅器 $a_2$ を電圧利得が $-A_0$ 倍( $A_0$ は正の実数)のものとすると、誤差増幅器 $a_2$ の出力電圧 $E_1''$ は、次式で示される。

$$E_1'' = -A_0 E_1' \quad \dots \dots (6)$$

この誤差増幅器 $a_2$ の出力電圧 $E_1''$ で振幅制御器 $f$ を動作させるが、この振幅制御器 $f$ は、(1)、(2)式で与えられた電圧をほぼ $-E/2$ から $E/2$ の大きさの間で誤差増幅器 $a_2$ の出力電圧 $E_1''$ と比例する

(6)

ように点Bに発生させるものであり、出力インピーダンスはほぼ0とする。

(1)、(2)、(6)式より、 $\alpha$ は次のように表わせる。

$$\alpha = \beta E_1' = -A_0 \beta E_1' \quad \dots \dots \dots (7)$$

(7)式で得られた $\alpha$ を(5)式に代入し、 $E_1'$ について解くと、次式が得られる。

$$E_1' = \frac{\left( \frac{H_1^{-1} + H_2^{-1}}{(C_1 + C_2 + C_M)} (C_1 - C_2) \omega - (H_1^{-1} - H_2^{-1}) (C_1 + C_2 + C_M) \omega \right)}{\left( \frac{H_1^{-1} + H_2^{-1}}{(C_1 + C_2 + C_M)} \omega^2 + (H_1^{-1} + H_2^{-1})^2 \right)} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots \dots (8)$$

(8)式で増幅器 $A_2$ の利得 $A_0$ を無限に大きくしてゆくと、 $E_1'$ はほぼ0に近づくことが判る。ゆえに、 $A_0$ を充分大きくすれば、 $E_1'$ をほぼ0レベルにすることができる。

次に、 $H_1$ 、 $H_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ の変動により電圧 $E_1'$ が0から僅かに $+ \Delta E_1'$ だけ変動した場合を考える。 $E_1'$ の符号を考えるために、(5)式において分母は常に正であるから分子に着目することにし、これを $(E_1')_n$ とする。

(7)

でなくともよい。第3回では虚数成分信号 $E_1'$ の電位を表わし、0レベルがバランス状態、実部が $+ \Delta E_1'$ の電位を表わし、0レベルがバランス状態、実部が $+ \Delta E_1'$ の変動があつた場合を示す。この変動分 $+ \Delta E_1'$ は上述のように負帰還によつて打ち消され、 $E_1'$ は再び0レベルに戻る。

このようにして虚数部が打ち消されると、点Bの電位 $E_1$ は実数部のみとなる。これを $(E_1)_r$ とすると、(3)式より次式を得る。

$$(E_1)_r = \frac{(H_1^{-2} + H_2^{-2}) + (C_1 + C_2 + C_M) (C_1 - C_2 + 2\alpha C_M) \omega^2}{(H_1^{-1} + H_2^{-1})^2 + (C_1 + C_2 + C_M)^2 \omega^2} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots \dots (9)$$

この式を変形すると、

$$(E_1)_r = \frac{H_1^{-1} - H_2^{-1}}{H_1^{-1} + H_2^{-1}} \times \frac{(H_1^{-1} + H_2^{-1})^2 + \frac{H_1^{-1} + H_2^{-1}}{H_1^{-1} - H_2^{-1}} (C_1 + C_2 + C_M) (C_1 - C_2 + 2\alpha C_M) \omega^2}{(H_1^{-1} + H_2^{-1})^2 + (C_1 + C_2 + C_M)^2 \omega^2} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots \dots (10)$$

一方、 $E_1' = 0$ であるから、(5)式において $E_1' = 0$

(9)

$$(E_1')_n = (H_1^{-1} + H_2^{-1}) (C_1 - C_2 + 2\alpha C_M) - (H_1^{-1} - H_2^{-1}) (C_1 + C_2 + C_M) \dots \dots \dots (5)$$

$$= (H_1^{-1} + H_2^{-1}) \left[ (C_1 - C_2) - \frac{H_1^{-1} - H_2^{-1}}{H_1^{-1} + H_2^{-1}} (C_1 + C_2 + C_M) + 2\alpha C_M \right] \dots \dots \dots (9)$$

$E_1'$ が $+ \Delta E_1'$ 変動すると、(6)式より $E_1$ は $A_0 \Delta E_1'$ 減少し、(7)式から $\alpha$ も $A_0 \beta \Delta E_1'$ だけ減少する。 $\alpha$ が減少すると、(9)式から $(E_1')_n$ も減少するので $E_1'$ が減少することになり、結果 $E_1'$ の止への変動は打ち消され、再び $E_1'$ が0に戻ることが判る。逆に、電圧 $E_1'$ が負に変動すると、 $\alpha$ は増加し、同様に $E_1'$ の変動は打ち消され、 $E_1'$ は再び0に戻る。

このような虚数成分信号 $E_1'$ を検出する虚数印出器Iの動作を第3回C示す。第3回Cは点Bの電位 $E_1$ を表わし、波形はバランス状態の $E_1$ 。実線は $+ \Delta E_1'$ の変動による $E_1$ の変化を示す。第3回Dは、同図Cのタイミングで $E_1$ を同期檢波した波形とこれを $180^\circ$ ずらした波形とを合成したもの表わし、波形はバランス状態の波形、実線は $+ \Delta E_1'$ の変動があつたときの波形を示す。ただし、第3回Dの波形は必ずしも上記のように合成したもの。

(8)

とすると、分母は常に正であるから、分子=0となる。したがつて、(9)式において $(E_1')_n = 0$ となると、次式が成立する。

$$(C_1 - C_2 + 2\alpha C_M) = \frac{(H_1^{-1} - H_2^{-1})(C_1 + C_2 + C_M)}{H_1^{-1} + H_2^{-1}} \dots \dots \dots (11)$$

12式を10式に代入すると、

$$(E_1)_r = \frac{H_1^{-1} - H_2^{-1}}{H_1^{-1} + H_2^{-1}} \times \frac{(H_1^{-1} + H_2^{-1})^2 + \frac{H_1^{-1} + H_2^{-1}}{H_1^{-1} - H_2^{-1}} (C_1 + C_2 + C_M) \frac{(H_1^{-1} - H_2^{-1})(C_1 + C_2 + C_M)}{H_1^{-1} + H_2^{-1}} \omega^2}{(H_1^{-1} + H_2^{-1})^2 + (C_1 + C_2 + C_M)^2 \omega^2} \times \frac{E}{2}$$

$$= \frac{H_1^{-1} - H_2^{-1}}{H_1^{-1} + H_2^{-1}} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots \dots (12)$$

$$= \frac{H_2 - H_1}{H_1 + H_2} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots \dots (13)$$

以上の結果から、第1回のような回路により $H_1$ 、 $H_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ の変動が生じても点Bの電位 $E_1$ の虚数部分は常に0に保たれ、また、実数部分に付い

(10)

ても  $C_1$ 、 $C_2$  の存在はほぼ完全に消去され、点 B には、点 AC 間に接続した抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  のみの分圧比によつて決まる電圧が得られることが判る。ただし、誤差増幅器  $a_2$  の利得  $A_0$  と振幅制御器  $f_1$  の比例定数  $\rho$  との積は、負帰還をかけるために負でなければならない。上記の例では、アナログ・スイッチ  $s$  のゲートを  $+90^\circ$  位相で開き虚数部を検出しているが、 $-90^\circ$  位相で検出するときには  $A_0 \times \rho$  を正になるよう回路を選ぶば、上記の条件が満足され上述の説明と同様のことが成立する。また、点 MB 間の容量  $C_M$  をインダクタンスに置き換えて、同様のことが成り立つ。なお、第 1 図では便宜上搬送波電源を 2 個用いたものを示したが、1 個用いる場合でも同様の結果が得られる。

第 2 図は、上述の原理を用いた本発明プリッジ測定装置の例を示す回路図である。図において、第 1 図に対応する部分には同一の符号を付してある。ただし、第 2 図においては第 1 図に示した構成要素と同様のものを 1 対使用するので、それらの構成要素の符号に 1、2 のサフィックスを付し  
01

シの各辺に抵抗と並列に不平衡容量が存在しても、同図に示すような負帰還ループを設けることにより等価的に容量の存在は消去され、プリッジの測定端子 B、D に抵抗分のみの分圧比で決まる電位が得られる。なお、点 MB 間及び点 DN 間の容量  $C_M$ 、 $C_N$  をそれぞれインダクタンスに置き換えて、同様のことが成立する。

以上説明したとおり、本発明によれば、プリッジ測定装置におけるプリッジと歪測定器との距離が長く、その間を接続するケーブルによる分布容量がプリッジの各アームに並列に存在して不平衡容量となる場合にも、初期のバランス調整が不要となるのみならず、従来見のがされていた不平衡容量の変動による誤差が測定値に混入することを自動的に防止することができる。しかも、従来例に用いられていた機械的なモータ機構を使わず、純電気的にバランス調整を行なうものであるから、小型・軽量化が容易である。

#### 図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の原理を説明するための回路図。

03

た。ただし、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  は抵抗プリッジを形成する抵抗、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  はこれらの抵抗と並列に存在する容量を示す。点 A、B、C、M で構成される 4 端子網は、第 1 図のそれと同じ構成であり、点 B における電圧  $E_1$  の虚数部検出器  $I_1$  で検出し、その出力電圧  $E_1'$  を誤差増幅器  $a_{21}$  で増幅し、更にその出力電圧  $E_1''$  で振幅制御器  $f_1$  の出力電圧を制御し、その制御された電圧  $E_1'''$  を容量  $C_M$  を介してプリッジの一端 B に帰還している。ここで、虚数部検出器  $I_1$ 、誤差増幅器  $a_{21}$ 、振幅制御器  $f_1$  及びプリッジ電源  $e_1$ 、 $e_2$  の各構成要素に第 1 図の説明で述べた条件を付けければ、点 B の電位  $E_1$  は上述と同様にして次式で与えられる。

$$E_1 = \frac{R_3 - R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{E}{2} \quad \dots \dots \quad 04$$

したがつて、第 2 図の装置においては、プリッジ測定装置の構成要素は、第 1 図の構成要素と同様に構成され、各構成要素の符号に 1、2 のサフィックスを付し  
02

第 2 図は本発明の実施例を示す回路図、第 3 図は本発明の動作を説明するための波形図である。

$R_1 \sim R_4$ 、 $C_1 \sim C_4$  ……インピーダンス素子、 $e_1$ 、 $e_2$  ……正弦搬送波電源、A、C ……プリッジ電源端子、B、D ……測定端子、 $E_1'$  ……虚数成分信号、 $I_1$ 、 $I_2$  ……虚数部検出器、 $f_1$ 、 $f_2$  ……振幅制御器、 $C_M$ 、 $C_N$  ……リアクタンス素子、 $E_1$ 、 $E_2$  ……出力電圧。

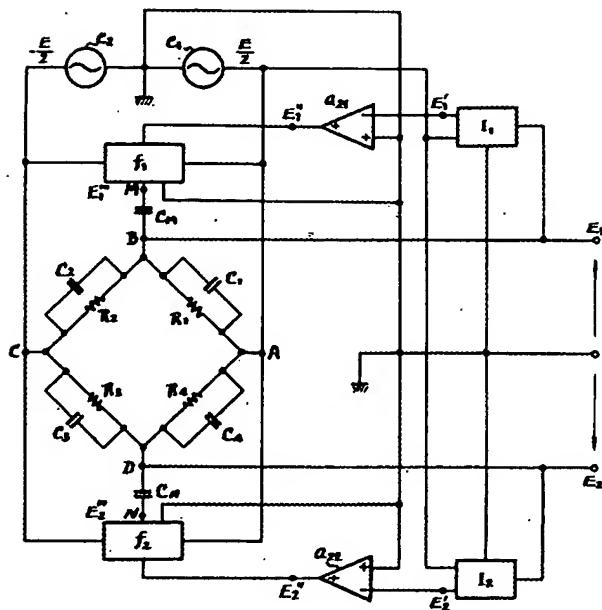
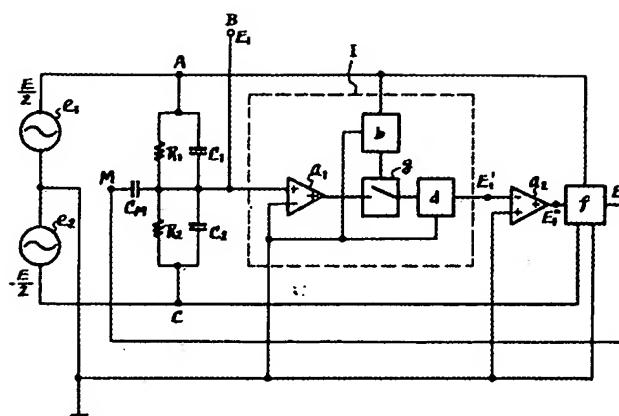
代理人 伊藤 貴司  
同 杉谷 克巳  
同 松原 秀雄



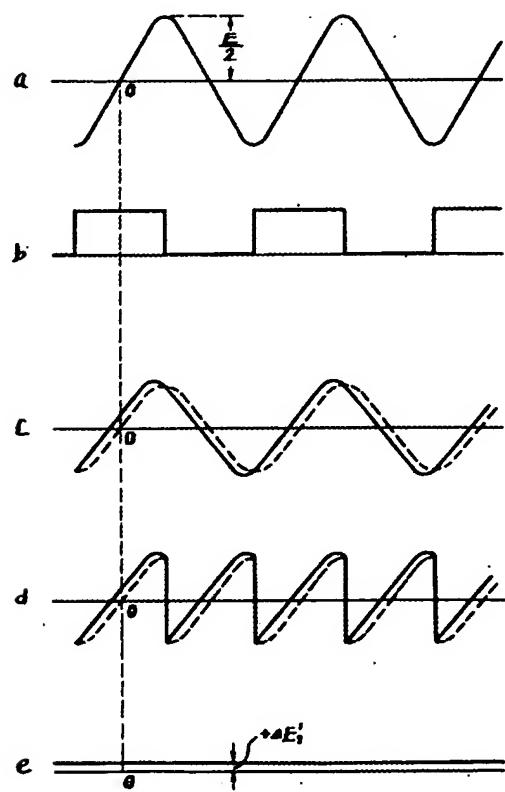
04

第2図

第1図



第3図



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**